

⑫ 公開特許公報(A)

平1-143447

⑮ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成1年(1989)6月6日

H 04 L 25/497
G 11 B 20/10
H 04 L 7/02
25/40

3 1 1

7345-5K
6733-5D
Z-6914-5K
C-7345-5K

審査請求 有

請求項の数 1 (全11頁)

⑮ 発明の名称 受信装置のタイミング獲得装置

⑯ 特 願 昭63-212663

⑰ 出 願 昭63(1988)8月29日

優先権主張 ⑱ 1987年11月13日 ⑲ 欧州特許機構(E P) ⑳ 86116783.9

㉑ 発 明 者 フランソー・バーナー スイス国8820ペーデルスビル、ウンテレ・ヴェイデ シュ
ド・ドルボ トラーセ14番地
㉒ 発 明 者 ゴットフリット・ウガ スイス国8135ラーグナー・エ・エー、アツキスシュトラ
ーボック セ4番地
㉓ 出 願 人 インターナショナル・ アメリカ合衆国10504、ニューヨーク州 アーモンク(番
ビジネス・マシーン 地なし)
ズ・コーポレーション
㉔ 代 理 人 弁理士 山本 仁朗 外1名

明 細 書

1. 発明の名称

受信装置のタイミング獲得装置

2. 特許請求の範囲

部分応答(P R)信号として送信され又は記録されたデータののための受信装置において、 $+1 + 1 - 1 - 1 + 1 + 1 \dots$ の形式の既知のプリアップルの送信から得られる信号が受信される時、サンプリング位相を初期的に獲得するために、タイミング傾斜値 $\Delta \tau_n$ を発生するための装置であつて、

(a) 送信されまたは記録されたP R信号の受信された信号サンプル y_n のための共通入力と、

(b) 少なくとも1つの遅延段をもち、受信された現在の信号サンプル y_n を受け取り、少なくとも1つの、前に受信された信号サンプル y_{n-1} を与えるための第1の遅延手段と、

(c) 少なくとも2つの遅延段をもち、再構成された現在の信号サンプル \hat{x}_n を受け取り、少なくと

も1つの、第1の前に再構成された信号サンプル

 \hat{x}_{n-1} を与えるための第2の遅延手段と、

(d) 上記共通入力と上記第2の遅延手段に接続され、上記受信された現在の信号サンプル y_n と、少なくとも1つの上記第1の前に再構成された信号サンプル \hat{x}_{n-1} にตอบสนองして上記再構成された現在の信号サンプル \hat{x}_n を発生するための再構成手段と、

(e) 上記共通入力と上記第1及び第2の遅延手段に接続され、上記受信された現在の信号サンプルと上記2つの遅延手段の出力にตอบสนองして上記タイミング傾斜値 $\Delta \tau_n$ を発生するためのタイミング傾斜値発生手段とを具備する、

受信装置のタイミング獲得装置。

3. 発明の詳細な説明

A. 産業上の利用分野

本発明はデータ転送システム、またはデータ記録システムの受信装置におけるタイミング獲得装置、より詳細に言えば、部分応答信号方式(Partial-Response signaling)を使った上述のシステムにおける受信装置のタイミング獲得装置

に関する。

B. 従来の技術

部分応答 (partial-response-PR) 信号方式は、インターシンボルのインターフェースを良好に処理することが出来ると同時に、与えられたチャンネルの帯域幅をより効果的に利用することが出来る。PRシステムにおいては、インターフェースの制御を量的に制御することが出来る。通信分野において、PR信号方式は公知であり、これを受信装置に適用することが可能である。通信の分野におけるPR信号方式はナイキスト速度で伝送することが出来、エラーの確率と帯域幅との間で最速の兼合いを与えることが出来る。PR信号方式はデータ伝送システム (例えばPCMシステム) に広く使用されており、そして将来、データ記録システムに幅広い応用が見出されるであろうと考えられている。

部分応答信号方式の原理の一般的な記載は、1975年9月の通信に関するIEEEの会報 (IEEE Transactions on Communications) のCO

等の「磁気記録チャンネルに関するクラスIV部分応答のビタビ検出」(Viterbi Detection of Class IV Partial Response on a Magnetic Recording Channel) と題する文献がある。

デジタルデータの受信装置の重要な動作の1つとして、データ伝送チャンネル、またはデータ記録チャンネルによつて送られた信号をサンプルするために正しいタイミング位相を与えるための動作がある。受信の初期において、このタイミング位相は受信信号のタイミングには関係を持っていないが、それにも拘らず、データ転送システムは同期状態に導入されなければならない。高速同期の場合、予め決められた既知のトレーニング信号の行列 (Training sequence) を実際のデータ信号の行列の前に転送し、または記録する。タイミング位相の初期調節のため、即ちタイミング位相を「獲得」(Acquisition) するために、最初に大きな位相の訂正が必要である。ひとたびタイミング位相が獲得されれば、受信された信号の速度 (rate) と、受信装置の自由走行のサンプリング・

M23巻第9号の921頁乃至934頁の「部分応答信号方式」(Partial-Response Signaling) と題するカバル (P.Kabal) 等の論文に記載されている。

PR信号方式を使つたデータ伝送システム、またはデータ記録システムの受信装置において、転送されたデータを回復するために最大優度の信号行列の検出 (Maximum-likelihood sequence detection-MLSD) 技術は幾つかの文献で紹介されている。例えば、1972年5月の情報理論に関するIEEEの会報 (IEEE Transactions on Information Theory) のIT-18巻第3号の383頁乃至378頁のフォーニイ (G.D.Forney) の「インターシンボルのインターフェースの存在におけるデジタル信号の最大優度の信号行列の予測」(Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interface) と題する文献や、1986年の通信に関するIEEEの会報のCOM34巻の454頁乃至461頁のウッド (R.L.Wood)

クロックの周波数との間の僅かな相違を補償するため、即ち受信信号の位相に「追従」するために、サンプリング・クロックに僅かな訂正を必要とするだけである。通常、受信装置のクロックは、可変周波数発振器 (variable frequency oscillator-VFO) によつて与えられる。

最初のサンプリング位相が、所定のサンプリング時間の間の中途の点において生じた時、タイミング位相の獲得の期間で問題が生じる。この場合、タイミング位相を訂正するメカニズムは、調節の方向を何度か反転し、そして、タイミング位相はこの不安定な平衡点の付近に、暫時とどまることになる。このハングアップ (中途半端) の状態は希にしか生じないけれども、このような状態が発生した場合、この状態の下でもシステムが同期出来るように、トレーニング信号の行列の長さは、長くしておかなければならない。高速で、信頼性の高い同期を必要とする場合には、このハングアップ状態は大きな問題である。

1976年の通信に関するIEEEの会報CO

M 2 4 巻のミューラー (R.M.Mueller) 等の「デジタル同期式受信装置におけるタイミングの回復」(Timing Recovery in Digital Synchronous Receivers) と題する文献は、インターシンボルのインターフェースのないシステムのためのシンクロナス・デジタルデータの受信装置におけるタイミング位相を調節する方法が記載されている。この文献はハングアップの問題を述べていないし、その問題を解決する方法も記載していない。ハングアップの問題は例えば、1977年の通信に関するIEEEの会報COM 25巻のガードナー (F.M.Gardner) の「位相ロック・ループにおけるハングアップ」(Hangup in Phase-lock Loops) と題する文献に記載されている。然しながら、ハングアップを克服するために提案されたこの方法は、相互に90°の位相を持つように配列された2つの位相検出器を必要とし、その結果、受信装置が複雑になるという弱点を持っている。

C. 発明が解決しようとする問題点

本発明の目的は、部分応答信号方式を用いたデー

タ伝送システム、またはデータ記録システムにおいて、タイミング獲得段階の間のハングアップ問題を回避する方法及び装置を提供することにある。

本発明の他の目的は、あらゆる条件の下で、信頼性のある同期を短時間のトレーニング信号の行列を用いて達成することが出来るように、受信装置のサンプル時間を高速で正確に初期設定することの出来るPR信号システム用のタイミング獲得方法及びその装置を提供することにある。

本発明の他の目的は、簡単に実施することの出来る上述のタイミング方法及び装置を提供することにある。

D. 問題点を解決するための手段

本発明の方法は、特別のトレーニング信号の行列と、サンプリング位相を更新するために、タイミング傾斜値 (timing gradient) を発生することを用いることによつて、上述の目的を達成する。サンプリング位相 τ を更新するためのタイミング傾斜値 $\Delta \tau$ は、今、受信した少なくとも1つの信号のサンプル及び、それよりも以前に受信した少

なくとも1つの信号のサンプルと、再構成された以前のデータ・サンプルに従属する少なくとも1つの再構成されたデータ・サンプルとから発生される。これらの再構成されたデータ・サンプルは、後続する最大優度の信号行列の予測によつて得られた実際の出力信号 \hat{a}_n の行列とは異なっていることには注意を要する。

法が使用されたとき、サンプリング位相を信頼性を以て調節するために必要なトレーニング信号の行列の長さは、従来の長さの僅か三分の一である。これは、部分信号方式を用いたシステムをより高速で、より高い信頼性で動作する。

E. 実施例

E 1. 本発明の原理

部分応答 (PR) 信号方式を使ったデータ伝送システム、またはデータ記録システムのための最大優度の信号行列の検出 (Maximum-likelihood sequence-detection-MLSD) 式の受信装置において、受信フィルタの出力信号は、ヒタヒ検出器によつて、更に処理するための信号速度でサンプルされる。本発明の受信装置における、タイミングの回復方法は、受信信号が適宜の時間でサンプルされるように、サンプリング・クロックの位相を調節する。これによつて、通常、電圧制御発振器 (VCO) によつて与えられる自由走行サンプリング・クロックの周波数と、受信信号の速度との間の僅かな相違が補償される。タイミング位相の初期の獲得

本発明の特定の実施例において、再構成される新しい各データ・サンプルは、再構成された前のデータ・サンプルのサイン、即ち符号に従属する少なくとも1つの閾値 γ を最初に選択し、そして次に、その選択された閾値 γ と、いま受信した信号のサンプルとの間の関係に従属するデータ信号の公称振幅値 (例えば $+2/-2$ 、または $+2/0/-2$) の1つの値を選択することによつて得られる。

本発明は、任意の初期サンプリング位相のために、タイミング位相調節の、選択された方向の反転を阻止するヒステリシス効果を簡単な手段で導入して、ハングアップの問題を解決する。反転方

を高速に行うために、ユーザのデータに先行するプリアンブル信号(preamble)の列が伝送され、そして特別のタイミング・プロシージャが用いられる。

本発明によつて、タイミング位相の新規な獲得プロシージャは、種々のPR信号方式に導入される。この新規な位相獲得プロシージャは、プリアンブル信号による初期獲得の時間間隔の間で、タイミング位相を信頼性を以て更新し、本発明の代表的な例において、プリアンブル信号の行列は、従来の方で必要とした長さの僅か三分の一しか必要としない。

タイミング位相は閾値決定によつて得られた再構成されたデータ・サンプルと、受け取られたPR信号のサンプルから計算されたタイミング傾斜値によつて更新される。例えば閾値がゼロであるような、一定の閾値をこれらの決定に使用することが出来る。然しながら、初期サンプリングが所望のサンプリング時間の中で生じたとき、タイミング傾斜値はランダムにその記号を反転すること

めに可変利得増幅器19に印加される。その出力信号(yt)はA/Dコンバータ21でサンプルされて、受信された信号サンプル{yn}を出力する。最大検出器23において、データ値の行列{an}が得られ、受信装置の出力線25上に出力される。

ローカル・クロック発生器27(可変周波数発振器を含んでいる)はA/Dコンバータ21にサンプリング・クロックを与える。ローカル・クロックの位相及び利得を調節するために、タイミング制御及び利得制御装置29が与えられる。この装置はその入力線31に受信信号のサンプル{yn}を受け取り、そして、出力線35を介して、ローカル・クロック発生器へタイミング制御信号 $\Delta\tau_n$ を与え、且つ出力線37を介して可変利得増幅器へ利得制御信号 Δg を与える。

本発明は初期の位相獲得だけを取り扱うので、以下の記述は、タイミング制御信号 $\Delta\tau$ のみの発生に必要な受信装置の部分とその機能だけについて記述する。

とがある。タイミング位相はこの不安定な平衡点において、暫時ハングアップすることになる。このハングアップ状態は、希にしか生じないが、高い信頼性で高速度の獲得を必要とする場合には、大きな問題である。

本発明に従つた新規なプロシージャにおいて、再構成された過去のデータ・サンプルに依存した閾値を決定することによつて、ヒステリシス効果を導入される。これは、すべてのサンプリング位相の期間において、過去に選ばれたタイミング位相調節の方向を逆転しないで、ハングアップ問題を回避する。

第1図は上述した部分応答信号方式を使つたデータ転送システムのブロック図である。データ値{an}の行列がデータ伝送チャンネル、またはデータ記録チャンネル13の入力線11に印加される。そのチャンネルの出力信号(ut)は受信装置の入力線15に印加される。この受信装置の入力信号(ut)は信号(vt)を供給するため、受信フィルタ17で先ず濾波され、それは、信号(vt)を得るた

B2. 部分応答信号方式

部分応答(PR)信号方式のシステムは第2A図に示されたようにモデル化することが出来る。データ値{an}の行列が送信フィルタ、伝送媒体、または記録媒体及び帯域幅制限用受信フィルタを通じて1/Tの信号速度で送られる。

PR-Iは「デュオバイナリ」(duobinary)、即ち「クラス1」型のPR信号方式を表わしている。この方法において1つの独立した入力信号 $a_0 = +1$ に対して、送信フィルタと、伝送媒体または記録媒体と、受け取りフィルタとから成るチャンネル全体の応答は、次式によつて与えられる。即ち、

$$h_1(t) = p(t) + p(t-T) \quad (1)$$

上式において、

$$p(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\xi \pi t/T)}{1-4\xi^2 t^2/T^2} \quad (2)$$

である。

パラメータ ξ は超過帯域幅を衰わしており、 $(1+\xi)/2T$ 以上の周波数では、 $p(t)$ の

スペクトルはゼロである。

また、「クラス2」として知られているPR-IIのチャンネル全体の応答は次式によつて与えられる。

$$h_{II}(t) = p(t) + 2p(t-T) + p(t-2T) \quad (3)$$

PR-III、即ち「ダイコード」(dicode)のチャンネル全体の応答は次式によつて与えられる。

$$h_{III}(t) = p(t) - p(t-T) \quad (4)$$

PR-IV、即ち「変形デュオバイナリ」(modified duobinary)即ち「クラス4」のチャンネル全体の応答は次式によつて与えられる。

$$h_{IV}(t) = p(t) - p(t-2T) \quad (5)$$

そして、EPR-IV、即ち「拡張PR-IV」(extended PR-IV)のチャンネル全体の応答は次式によつて与えられる。

$$h_{E-IV}(t) = p(t) + p(t-T) - p(t-2T) - p(t-3T) \quad (6)$$

若し、信号 a_k が速度 $1/T$ で転送されたならば、チャンネル全体の出力は次式ようになる。

$$\begin{cases} a_n - a_{n-2} & \text{PR-IV} \\ a_n + a_{n-1} - a_{n-2} - a_{n-3} & \text{EPR-IV} \end{cases}$$

である。

時間 nT におけるデータ信号 $x(t)$ の傾斜値は次式によつて与えられる。

$$\dot{x}_n = \sum_m \dot{h}_n a_{n-m} \quad (12)$$

上式において、

$$\dot{h}_n = \left. \frac{dh(t)}{dt} \right|_{t=nT} \quad (13)$$

である。

$\omega = 0$ (超過帯域幅はない)の場合において、上述の各PRチャンネルの応答の夫々の振幅スペクトルのグラフと、それらに対応するPR信号システムの多項式とを第2B図に示す。PR-I及びPR-IIのスペクトルは、 $1/2T$ のところでゼロになる低域濾過特性を持っている。これらの方式は磁気光学式記録チャンネルのために好適である。PR-IV及びEPR-IVは直流及び $1/2T$ においてスペクトルがゼロになる。これらは磁

$$y(t) = x(t) + r(t) \quad (7)$$

上式において、信号部分 $x(t)$ は、

$$x(t) = \sum_k a_k h(t-kT) \quad (8)$$

である。

$h(t)$ は式(1)と、(3)乃至(6)とによつて与えられる5つの応答のうちの1つに対応する。(7)式において、 $r(t)$ はノイズ、即ち受信フィルタにより制限される帯域を表わす。時間 $nT + \tau$ でサンプルされた受信フィルタの出力は、次式で表わされる。

$$y_n(\tau) = y(nT + \tau) \quad (9)$$

時間 nT において、データ信号は次式で表わされる。

$$x_n = x(nT) = \sum_m h_n a_{n-m} \quad (10)$$

上式において、 $h_n = h(mT)$ である。ここで考慮されるPRの各方式に対して、データ信号は、

$$x_n = \begin{cases} a_n + a_{n-1} & \text{PR-I} \\ a_n + 2a_{n-1} + a_{n-2} & \text{PR-II} \\ a_n - a_{n-1} & \text{PR-III} \end{cases} \quad (11)$$

気記録チャンネルのような基本帯域幅特性を持つチャンネルに好適である。

E3. タイミング・プロシージャ

本発明のタイミング位相の調節方法は、不変分散エラー $E | e_n^2(\tau) |$ を最少にするために、確率的傾斜値技術を適用することによつて遂行される。ここで、

$$e_n(\tau) = y_n(\tau) - \hat{x}_n \quad (14)$$

は、エラー信号を表わし、そして、 \hat{x}_n は受信装置によつて作られたデータ信号 x_n (10)式を参照)の再構成された信号を表わしている。サンプリング位相 τ に関して確率的傾斜値は次式によつて与えられる。

$$\frac{1}{2} \frac{de_n^2(\tau)}{d\tau} = e_n(\tau) \dot{y}_n(\tau) \quad (15)$$

これは受信信号の微分時間のサンプリングを必要とする。 $\dot{y}_n(\tau)$ の代りに、傾斜(12)の再構成された信号 \hat{x}_n を使うと簡単化することが出来る。従つて、確率的傾斜値の近似値は、

$$\Delta \tau_n = e_n(\tau) \hat{x}_n = [y_n(\tau) - \hat{x}_n] \hat{x}_n \quad (16)$$

が得られる。タイミング獲得段階の期間において、適当なプリアンブル信号の行列を受信することから得たサンプル $y_n(\tau)$ から直接に \hat{x}_n 及び \hat{x}_n を得る方法及びその装置は次項 E 4 で説明する。

確率的傾斜値の近似値は次式によつてタイミング位相 τ を更新するのに用いられる。

$$\tau_{n+1} = \tau_n - \alpha \Delta \tau_n - \Delta T_n \quad (17)$$

$$\Delta T_{n+1} = \Delta T_n + \rho \Delta \tau_n \quad (18)$$

これらの数式は第 II 型 (second-order type II) のタイミング制御ループの動作を表わしている。 α 及び ρ はループ利得である。期間 ΔT_n は受信信号と受信装置用の自由走行発振器の周波数との間のずれを補償する。獲得モードに対して、ループの利得 α 及び ρ は、 τ_n 及び ΔT_n の最も早い収束を達成するように、または、不変分散エラー $E\{e_n^2(\tau)\}$ の急峻な減少を達成するように最適化される。

$$\hat{x}_n = \begin{cases} (-\pi/T) a_{n-2}^{PR-II} \\ (-\pi/T) a_{n-1}^{PR-IV} \end{cases} = -(\pi/2T) x_{n-1} \quad (21)$$

$|\tau| < T/2$ 、(符号) $(x_n) = (\text{符号}) [x(nT + \tau)]$ に対して、閾値をゼロにすることにより、再構成された 2 レベルのサンプル $\hat{x}_n = 2(\text{符号}) [y_n(\tau)]$ を得る。然しながら、若しサンプリングが所望の時間の間の中途で生じると、 \hat{x}_n は信号の無い部分の受信サンプル、即ちノイズだけの受信サンプルによつて決定され、そして、上述のハングアツプが生じる。

$\epsilon > 0$ として、可変閾値 η_n を

$$\eta_n = \epsilon (\text{符号}) (\hat{x}_{n-2}) \quad (23)$$

とすることにより、

再構成信号は、

$$\hat{x}_n = 2(\text{符号}) [y_n(\tau) - \eta_n] \quad (22)$$

であり、

これは、式 (20) に従つた場合のように、最大強度の信号 $\pm \hat{x}_n = \mp \hat{x}_{n-2}$ を増加する。これは

E 4. PR-II 及び PR-IV の場合のサンプリング位相のタイミング傾斜値を得ること

タイミング位相の初期の獲得のために、プリアンブル信号の行列、即ち、

$$|a_n| = \{ \dots, +1, +1, -1, -1, +1, +1, \dots \} \quad (19)$$

が用いられる。このプリアンブル信号の行列を受信した結果の信号は第 3 図に示されている。プリアンブル信号のスペクトルは、 $\pm 1/4T$ 、 $\pm 3/4T$ 、 $\pm 5/4T$ 等々の周波数においてラインを含んでいる。若し帯域幅が $|f| < 3/4T$ (超過帯域幅パラメータ ≤ 0.5 に対応する) に制限されれば、データ信号 $x(i)$ は周波数 $1/4T$ の純粋な正弦波であり、そして、データ信号 (11) 及び傾斜値 (12) は次式で与えられる。

$$x_n = \begin{cases} 2a_{n-1} = \dots, -2, +2, +2, -2, -2, +2, \dots & \text{PR-II} \\ 2a_n = \dots, +2, +2, -2, -2, +2, +2, \dots & \text{PR-IV} \end{cases} \quad (20)$$

ハングアツプ問題を除去するヒステリシス効果を導入する。式 (21) が与えられたとすれば、再構成された傾斜値は次式で与えられる。

$$\hat{x}_n = -(\pi/2T) \hat{x}_{n-1} \quad (24)$$

ここで、タイミング傾斜値を計算することが出来る。分散を少なくするために、2つの連続した確率的傾斜値 (18) の和を計算するのが有利である。この結果は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \Delta \tau_n &= -e_n(\tau) \hat{x}_{n-1} + e_{n-1}(\tau) \hat{x}_n \\ &= -y_n(\tau) \hat{x}_{n-1} + y_{n-1}(\tau) \hat{x}_n \end{aligned} \quad (25)$$

ここで、 $\hat{x}_n = -\hat{x}_{n-2}$ は第 1 の等式の第 2 項に代入され、式 (14) は最後の等式を得るのに用いられた。式 (24) にある定数 $\pi/2T$ はループ利得 α 及び ρ に吸収することが出来るので、この定数は消去される。

PR-II または PR-IV 信号方式の場合において、受信されたサンプル $y_n(\tau)$ から、タイミング傾斜値 $\Delta \tau_n$ を計算するための回路のプロック図を第 4 図に示す。この回路は傾斜値発生部分 41 と、サンプル再構成部分 43 とで構成されている。

傾斜値発生部分41は2つの乗算器45及び47と、1つの加算器49を含んでいる。サンプル再構成部分43は2つの非直線性コンバータ51及び52を含んでいる。受信されたサンプル $y_n(\tau)$ はこの回路の入力線55に印加され、そして発生されたタイミング傾斜値 $\Delta\tau_n$ は出力線57で得られる。

信号線59上の再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_n を供給するサンプルの再構成部分43の動作は以下の通りである。各再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_n は、信号線63上に、再構成された前のデータ・サンプル \hat{x}_{n-2} を有効にするために、2つの遅延素子61(1)及び61(2)によつて遅延される。上述の再構成された前のデータ・サンプルは、再構成された前のデータ・サンプルの符号に依存して、 $+e$ か、または $-e$ の何れかを求めるために、コンバータ51に印加され、これにより、式(23)に従つて信号線65上に関値 τ_n を発生する。コンバータ53はこの可変関値 τ_n を受け取り、そして、式(22)に従つて $+2$ の値か、ま

と e の、PR-I、PR-III及びEPR-IVのデータ及び受信信号を第5図に示す。PR-II及びPR-IVの場合のように、若し超過帯域幅パラメータが ≤ 0.5 であり、且つ

$$x_n = \begin{cases} A(a_n + a_{n-1}) = \dots, 0, +2A, \\ 0, -2A, \dots & \text{PR-I, EPR-IV} \\ A(a_n - a_{n-1}) = \dots, +2A, 0, \\ -2A, 0, \dots & \text{PR-III} \end{cases} \quad (26)$$

$$\dot{x}_n = \begin{cases} -(\pi/2T) \\ (a_{n-1} + a_{n-2}) \\ \text{PR-I, EPR-IV} \\ -(\pi/2T) \\ (a_{n-1} + a_{n-2}) \\ \text{PR-III} \end{cases} = -(\pi/2T)x_{n-1} \quad (27)$$

であれば、信号 $x(t)$ は、純粋な正弦波である。

上式において、PR-I及びPR-IIIに対しては $A=1$ であり、EPR-IVに対しては $A=2$ である。ここで、次式のように3レベルのサンプルを再構成する。即ち、

または -2 の値の何れかを、再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_n としてその出力線59上に与える。

傾斜値の発生部分41において、乗算器45の演算動作は受信されたサンプル $y_n(\tau)$ と、遅延素子61(1)によつて与えられた再構成された前のデータ・サンプル \hat{x}_{n-1} とに対して遂行され、そして、乗算器47の演算動作は遅延素子67によつて与えられた遅延された受信サンプル $y_{n-1}(\tau)$ と、出力線59上に与えられた現在の再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_n とに対して遂行される。従つて、第4図に示したように、式(25)の関係に従つて出力線57上にタイミング傾斜値 $\Delta\tau_n$ を得るために、これらの入力値は乗算器45及び47と、加算器49とによつて処理される。

再構成サンプル \hat{x}_0 及び \hat{x}_1 の関値を決める初期値 \hat{x}_{-2} 及び \hat{x}_{-1} は任意に選択することが出来る。

E5. PR-I、PR-III及びEPR-IVの場合のサンプリング位相のタイミング傾斜値を得ること

プリアンプル信号の行列(19)が伝送された

$$\hat{x}_n = \begin{cases} \tau_n^+ \leq y_n(\tau) \text{ に対して} & +2A \\ \tau_n^- < y_n(\tau) < \tau_n^+ \text{ に対して} & 0 \\ y_n(\tau) \leq \tau_n^- \text{ に対して} & -2A \end{cases} \quad (28)$$

上式において、関値 τ_n^+ 及び τ_n^- は次式によつて与えられる。

$$\begin{aligned} \tau_n^+ &= e(\text{符号})(\hat{x}_{n-2}) + \delta, \\ \tau_n^- &= e(\text{符号})(\hat{x}_{n-2}) - \delta \end{aligned} \quad (29)$$

e 及び $\delta > 0$ として、若し $\hat{x}_{n-2} = \pm 2A$ または0が増加されたならば、仮定は夫々 $\hat{x} = \pm 2A$ または0であり、その結果、ハングアツプ問題を回避するヒステリシス効果を生じる。関係式(27)は、再度 \hat{x}_n が式(24)によつて得られることを示している。

第2スロープはゼロなので、分散を減少させるために、 $2T$ によつて、分離された2つの確率的傾斜値(16)の和を計算するのが有利である。その結果は、

$$\begin{aligned} \Delta\tau_n &= [-e_n(\tau) + e_{n-2}(\tau)]\hat{x}_{n-1} \\ &= [-y_n(\tau) + y_{n-2}(\tau)]\hat{x}_{n-1} \end{aligned} \quad (30)$$

である。上式において、(14)は最後の等式

を得るのに使われた。前と同様に、(24)に含まれている定数 $\pi/2T$ はループ利得 α 及び ρ に吸収される。

PR-I、PR-IIIまたはBPR-IV信号方式の場合、受信されたサンプル $y_n(\tau)$ から、タイミング傾斜値 $\Delta\tau_n$ を計算するための回路のプロック図を第8図に示してある。第4図中の素子と同じ機能を持つ対応した第6図の素子は、添付文字「A」を付けて(例えば41A)示してある。

この回路は傾斜値の発生部分41Aと、サンプルの再構成部分43Aとを含んでいる。傾斜値の発生部分41Aは加算器71と乗算器73とを含んでいる。サンプル再構成部分43Aは2つの非直線性のコンバータ51A及び53Aを含んでいる。受信されたサンプル $y_n(\tau)$ はこの回路の入力線55Aに印加され、そして発生されたタイミング傾斜値 $\Delta\tau_n$ は出力線57Aで得られる。信号線59A上の再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_n の演算動作は以下の通りである。再構成された各データ・サンプル \hat{x}_n は、信号線63A上の再構成され

タイミング傾斜値 $\Delta\tau_n$ を得るために関係式(30)に従って、加算器71によつて供給された出力と、遅延素子61A(1)の出力で供給される前の再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_{n-1} とに乗算動作を行う。

再構成される信号 \hat{x}_0 及び \hat{x}_1 のための閾値を決める初期値 \hat{x}_{-2} 及び \hat{x}_{-1} は任意に選択することが出来る。

E6. 実施例の総括

すべてのPR信号方式に対して、超過帯域幅 ≤ 0.5 を有するプリアンブル信号列(19)は、受信フィルタの出力において、周波数 $1/4T$ の純粋の正弦波を発生する。再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_n は閾値の決定によつて得られる。 \hat{x}_n は、 c が一定数であれば、 $-c\hat{x}_{n-1}$ によつて、式(24)で与えられる。 N 個の確率的傾斜値(16)の和が、分散値を減少するために使われる。従つて、一般の場合の傾斜値は、 N 個の受信されたサンプル $y_{n-1}(\tau)$ と、 N 個の再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_{n-1} 、 $l=1, \dots, N-1$ と

た前のデータ・サンプル \hat{x}_n を有効にするために、2つの遅延素子61A(1)及び61A(2)によつて遅延される。上記の再構成された前のデータ・サンプル \hat{x}_n は、再構成された前のデータ・サンプルの符号に従つて、 $+\varepsilon$ かまたは $-\varepsilon$ の何れかを得るためにコンバータ51Aに印加され、これにより、信号線65A上に基本的な閾値 τ_n を発生する。2つの加算器75及び77はその基本閾値に増分 $+\delta$ または $-\delta$ を加算し、従つて、関係式(29)に従つて、2つの従属した閾値 τ_n^+ 及び τ_n^- を得る。コンバータ53Aはこれら2つの可変閾値と受信サンプル $y_n(\tau)$ とを受け取り、そして、式(28)に従つて、3つの値 $+2A$ 、 0 または $-2A$ の1つを再構成されたデータ・サンプル \hat{x}_n としてその出力線59Aに供給する。

傾斜値の発生部分において、加算器71は、いま受信した受信サンプル $y_n(\tau)$ と、2つの直列的な遅延素子67A(1)及び67A(2)の出力から得られた前の受信サンプル $y_{n-2}(\tau)$ とを加算し、そして乗算器73は、出力線57A上の

から計算することが出来る。閾値の決定は、ハンクアップ問題を回避するヒステリシス効果を導入するために、再構成された過去のデータ・サンプル \hat{x}_{n-1} 、 $l=1, \dots, N-1$ に従属して行われる。

信号方式全般の場合に当て嵌まるタイミング傾斜値 $\Delta\tau_n$ を得るためのプロック図を第7図に示してある。第4図及び第6図に示した素子と同じ機能を有する第7図の素子は、添字「B」を付した同じ参照数字(例えば41B)で示してある。

この配列は傾斜値の発生部分41Bと、サンプルの再構成部分43Bとを含んでいる。両方の部分とも、受信サンプル $y_n(\tau)$ が印加される入力線55Bに接続されており、そして発生されたタイミング傾斜値 $\Delta\tau_n$ は出力線57Bに与えられる。一連の遅延素子61B(1)乃至61B($N-1$)が設けられており、これにより、線59B上の再構成されたサンプルの部分によつて与えられた現在の再構成されたデータ・サンプルから、以前に再構成された種々のデータ・サンプル $\hat{x}_{n-1}, \dots, \hat{x}_{n-N+1}$ を得る。これらの以前に再構成されたデー

タ・サンプルは、傾斜値発生部分41Bと、サンプル再相成部分43Bに供給され、そしてこれらの部分によつて選択的に使用することが出来る。遅延素子67B(1)乃至67B(N-1)の第2の列は、現在の受信サンプル $y_n(\tau)$ から、受信された前のサンプル $y_{n-1}(\tau) \dots y_{n-N+1}(\tau)$ を得るために与えられ、そして、これらの以前の受信サンプルは傾斜値発生部分41Bに送られ、そこで選択的に使用することが出来る。

F. 発明の効果

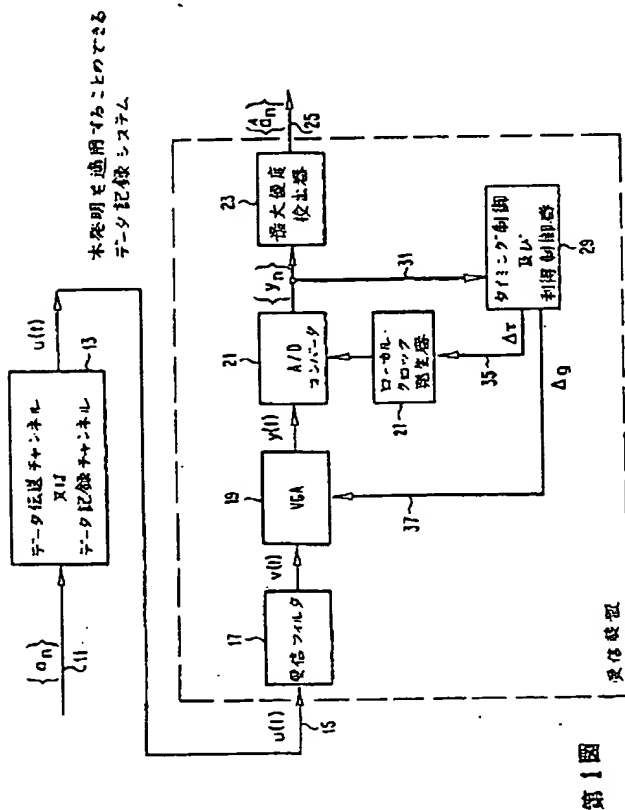
上述したように、本発明に従つて、部分信号方式を用いたデータ伝送システム、またはデータ記録システムの受信装置は、タイミングを獲得する位相にあるとき、ハンゲアップを回避し、より高速で、より信頼性を以て動作する。

4. 図面の簡単な説明

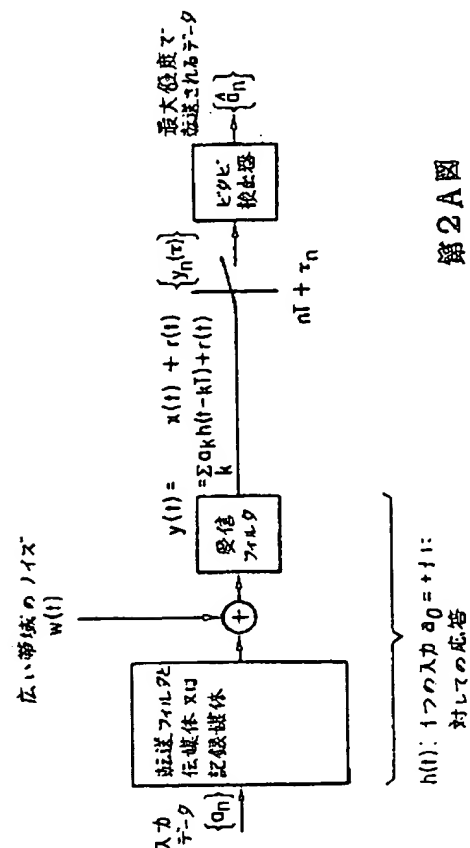
第1図は本発明を適用することの出来るデータ記録システム、またはデータ伝送システムの模式的ブロック図、第2A図はPR信号方式によるデータ転送システムの模式的ブロック図、第2B図は

PR信号チャンネルの応答の振幅スペクトルのグラフと、PR信号システムの多項式とを示す図、第3図はプリアンプル伝送の間のPR-II及びPR-IVの受信信号を示す図、第4図はPR-II及びPR-IVのタイミング傾斜値発生回路のプロック図、第5図はプリアンプル伝送の間のPR-I、PR-III及びEPR-IVの受信信号を示す図、第6図はPR-I、PR-III及びEPR-IVのタイミング傾斜値発生回路のプロック図、第7図はすべてのPR信号方式の一般的なタイミング傾斜値発生回路のプロック図である。

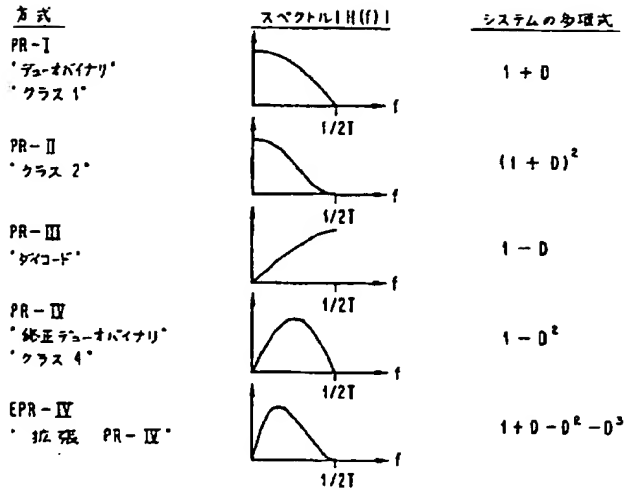
13...データ伝送チャンネルまたはデータ記録チャンネル、17...受信フィルタ、19...可変利得増幅器、21...A/Dコンバータ、23...最大傾度検出器、27...ローカル・クロック発生器、29...タイミング制御及び利得制御器、41...傾斜値の発生部分、43...サンプルの再相成部分、45、47...乗算器、49...加算器、51、53...コンバータ、61(1)、61(2)、67...遅延素子。



第1図

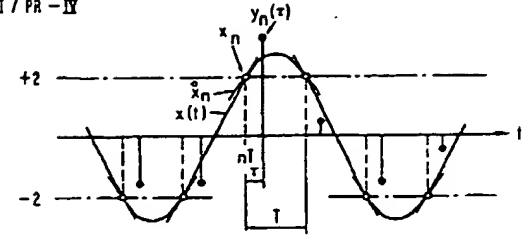


第2A図



第2図

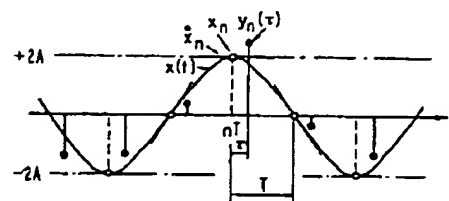
PR-II / PR-IV



データ信号: $x(t)$
 サンプル: x_n
 繰り: $\hat{x}_n = -(\pi/2T)x_{n-1}$
 受信されたサンプル: $y_n(t) = x(nT + \tau) + \text{ノイズ}$
 アンプル信号列: $\{a_n\} = \{\dots, +1, +1, -1, -1, \dots\}$

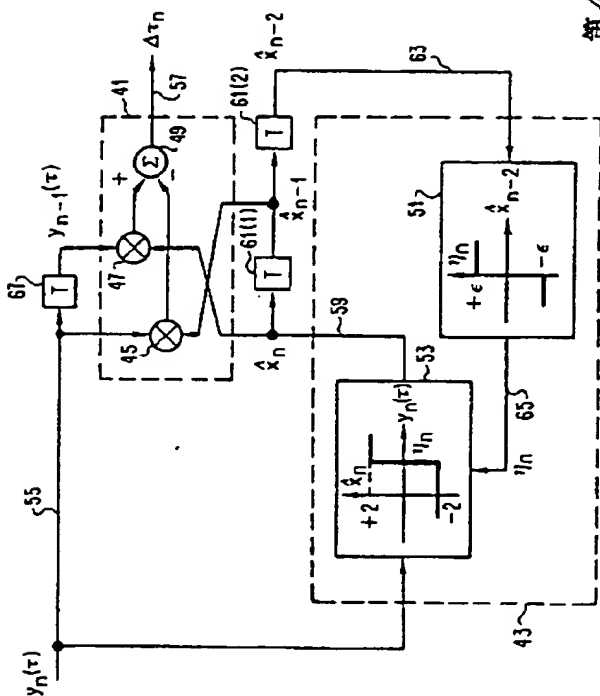
第3図

PR-I / PR-III / EPR-IV

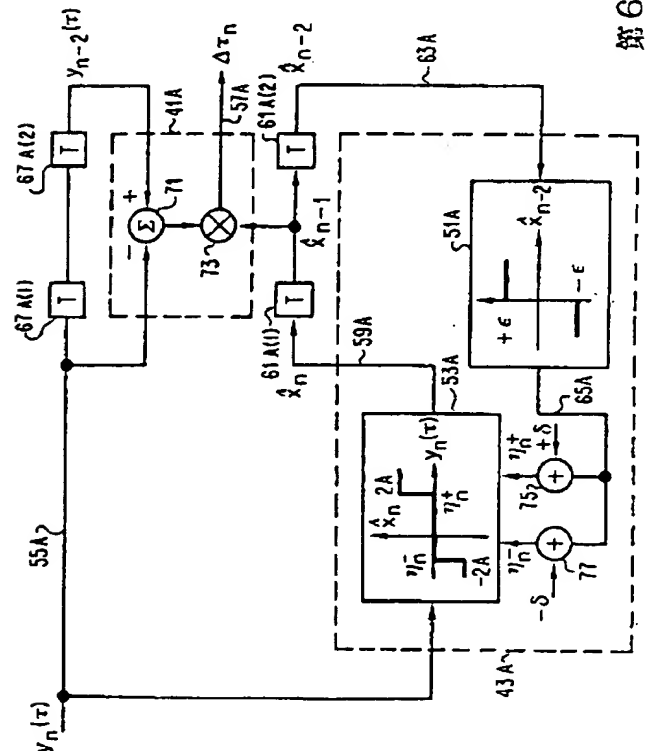


データ信号: $x(t)$
 サンプル: x_n
 繰り: $\hat{x}_n = -(\pi/2T)x_{n-1}$
 受信されたサンプル: $y_n(t) = x(nT + \tau) + \text{ノイズ}$
 アンプル信号列: $\{a_n\} = \{\dots, +1, +1, -1, -1, \dots\}$

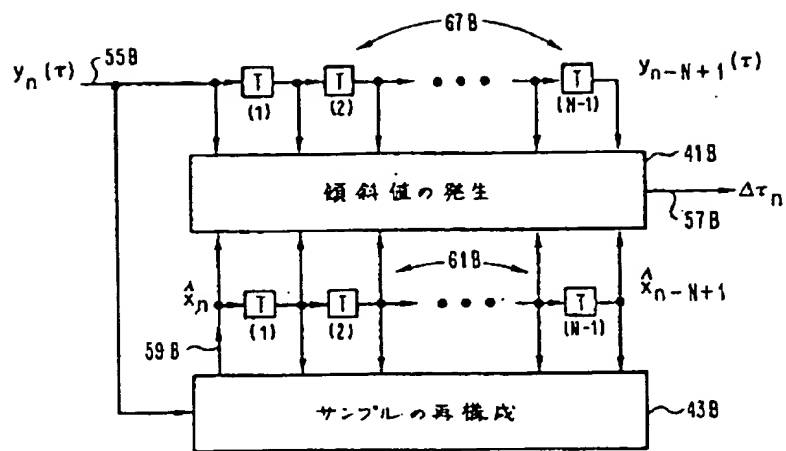
第5図



第4図



第6図



第7図